

INSTRUCTION MANUAL

DRM-101型 リップル・ノイズメータ



目 次

I 概 要	2
II 使用上の御注意	2
III 用語の説明	2
IV リップル・ノイズの分離方法について	
(1) 一般的なスイッチングリップル波形	2
(2) パルス幅デューティ比による分離方法	3
(3) リップル分離比の設定方法	3
(4) ACリップルとスイッチングリップルの 重畳している場合の影響	4
V 性 能	5
VI 取扱説明書	
(1) パネルの説明	7
(2) 測定方法	8
VII リップル・ノイズ測定と誤差の要因について	
(1) スwitching電源特有のノイズ発生 メカニズムについて	8
(2) ノイズ発生源のモデル	9
(3) コモンモード電流による影響	9
(4) コモンモード電流を減らす方法	10
(5) コモンモードインピーダンスについて	11
(6) コモンモード誤差の早見表	12
(7) 差動プローブ、差動アンプによる検出方法	12
(8) コモンモードノイズの影響を調べる簡単な方法	13
(9) プローブケーブルについて	13

(10) 入力インピーダンスについて	14
VIII 校 正	
(1) 校正の時期	15
(2) 校正に必要な機器	15
(3) 校 正	15

I. 概 要

DRM-101は、スイッチング電源などの電源バックや電源装置の出力電圧、リップル電圧、ノイズ電圧、リップルノイズ電圧を正確に測定できます。

リップルやノイズの測定は、オシロスコープを使用することが一般的ですが、表示をデジタル化することで、個人差のない正確な測定が可能となります。

DRM-101 は、ノイズ測定の周波数帯域幅が、従来の製品(RM-100)より2倍広く、100 MHz になりました。また AC リップルと、スイッチングリップルがそれぞれ測定でき、さらに両方の測定値を加算することも可能です。

リップルとノイズの分離方法は、ローパスフィルタによらず、スパイクノイズパルスのデューティ比にて行ない、1%から15%まで可変設定できます。

II. 使用上の御注意

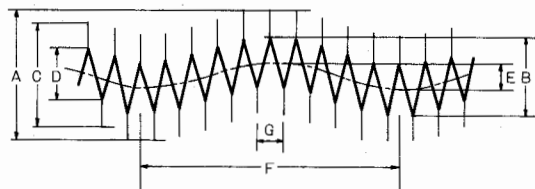
本器は、スイッチング電源特有の複雑な、リップル・ノイズ発生機構により、信号ケーブルの接続方法など、使用条件によって誤差を生じることがあります。

御使用になる前に、本書を十分御覧になり、正しくお使い下さる様お願いします。

III. 用語の説明

スイッチング電源の代表的な出力電圧波形の例を第1図に表わしました。

第1図 リップルノイズ波形の例



波形の各部を次の様に定義します。

A: リップルノイズ電圧 ($LF+HF$, NOISE)

B: リップル電圧 ($LF+HF$, RIPPLE)

C: ノイズ電圧 (HF , NOISE)

D: スwitchングリップル電圧 (HF , RIPPLE)

E: ACリップル電圧 (LF , RIPPLE)

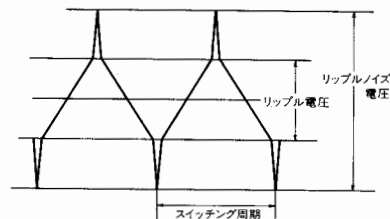
F: 入力電圧周期

G: スwitchング周期 () 内は、本機のフィルタ及びモードを表わします。

IV. リップル・ノイズ分離方法について

(1) 一般的なスイッチングリップル波形

スイッチング電源の出力リップル及びスパイクノイズは、一般に下記の様な波形となります。



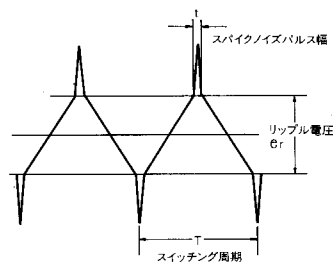
第2図

半導体スイッチ素子により、スイッチング周期毎にON、OFFを繰返され、平滑コンデンサやフィルタにより積分された三角波状のリップル電圧を発生します。又、スイッチングの過渡期には、大きなスパイク状のノイズを伴ない、リップル電圧の頂点附近に重畳されます。

この総合波形からリップル電圧を分離測定するには、種々の方法が考えられ、簡便な方法としては、スパイクノイズの高周波成分を低域フィルタで除去し、リップル電圧と見なして測定します。しかし、この方法では、スパイク成分だけを理想的に取り除くことは出来ず、さらに、リップル電圧波形も変化を受けて、正確な測定は出来ません。又、スイッチング周波数が大幅に変わったり、(20KHzや500KHz など) スパイクのパルス幅が広い場合には、フィルタによる分離は困難となります。

(2) パルス幅デューティ比による分離方式

本器では、リップル電圧の分離方式として、以下に述べるパルス幅デューティ比による方式を採用しています。



第3図

スイッチング周波数の周期 T に対し、除去したいスパイクノイズのパルス幅を t とすると、 $\frac{t}{T} \times 100$ (%) を、リップル分離比と呼び前面パネル上にある「RIPPLE RATIO %」のデジタル設定ダイヤルによ

り、0～15%の範囲にて、指定できます。

(ダイヤルは、16進表示のため10～15%は、A～Fに相当します。)

すなわち、スイッチングの1周期について、指定したリップル分離比に対し、スパイクノイズのパルス幅デューティ比が等しくなるレベルを求めリップル電圧とします。

この方法では、全帯域幅のまま、原波形に影響を与えずに、分離できるため、従来のオシロスコープによる観測測定値と良く一致した結果が得られます。

(3) リップル分離比 (RIPPLE RATIO %) の設定方法

本方式では、リップル分離比の設定値により、異なった測定結果となります。それは、スパイクノイズをどれだけ分離した後のリップル電圧であるかを意味するものであり、リップル電圧値は、リップル分離比の関数であると言えます。

すなわち、リップルやスパイクノイズを振幅成分に着目して定量的に表現するには、リップル分離比毎 (0～15%など) のリップル電圧値をそれぞれ測定する事が理想的です。

しかし一般的には、複数のリップル測定値が存在することがまぎらわしく、又測定にも手間がかかります。

そこで、従来から行なわれているオシロスコープによる目視測定結果と一致するリップル分離比の設定方法を以下に述べます。

まず、代表的なリップル・ノイズ電圧波形Aに対するリップル電圧測定値Bを、リップル分離比設定ごとに表わすと第4図のような傾向になります。

第4図

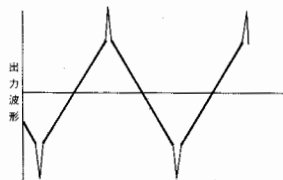


図 A 1

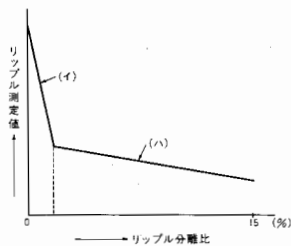


図 B 1

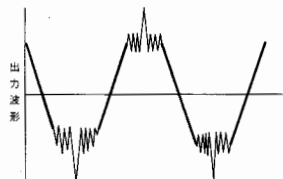


図 A 2

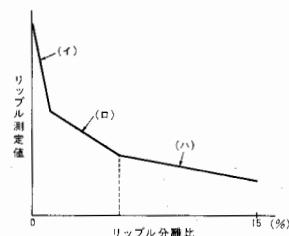


図 B 2

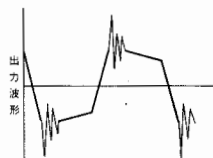


図 A 3

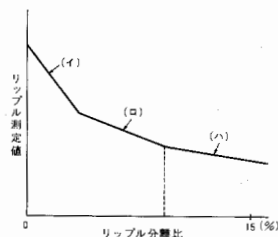


図 B 3

リップル分離比の変化に対するリップル測定値を見ると、0 %時には、スパイクノイズの先端をとらえて一番大きな値を示し分離比の増加と共に、急激な傾斜で降下する(イ)の部分があります。又、分離比を、どんどん増やしていくと、最終的には一番ゆるい傾斜を示す(ハ)の部分になります。

A 2やA 3の波形のようにスパイクノイズに振動をともなう場合には前記(イ)と(ハ)の間に、中間的な傾斜を示す(ロ)の部分があります。

オシロスコープによる目視測定では、A 1～A 3に示した波形のうち、スイッチング基本波成分の太線で示した部分が、輝線として最も明るく見え、スパイクノイズ部分は、急峻な変化をするため暗く見えます。従ってリップル電圧成分としては太線部分の振幅を読み取っている訳です。

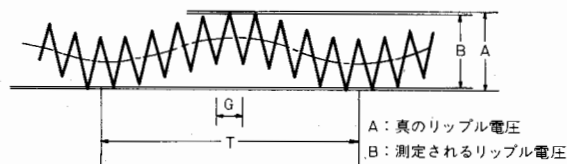
結論として、前記B 1～B 3のグラフにおいて、最もゆるい傾斜を示す(ハ)の直線の左端部に相当するリップル分離比に設定すると良いことになります。

一度決定した分離比は、同一種類の供試電源に対しては、ほとんど、変える必要はありません。

(4) AC リップルとスイッチングリップルの重畳している場合の影響

本器によるリップル電圧分離方式において、2周波数の基本波を持つ信号に対して、直接(フィルター THUR)の状態ではリップル変換を行なった場合、低目の測定値となります。

第5図



それは、スイッチング基本波を1周期とせず、最も長い周期（AC成分など）を1周期とし、その1周期間におけるスパイク電圧の総平均デューティ比がリップル分離比設定値となるレベルを測定する訳ですが、AC成分の谷間の部分にて、途切れたスパイク成分を補うために山間部のスイッチング基本波成分に食い込むように、レベルが下がるからです。

このように、2周波数の基本波を持つ測定に対しては、フィルタを **LF + HF** モードにすると正しい結果が得られます。

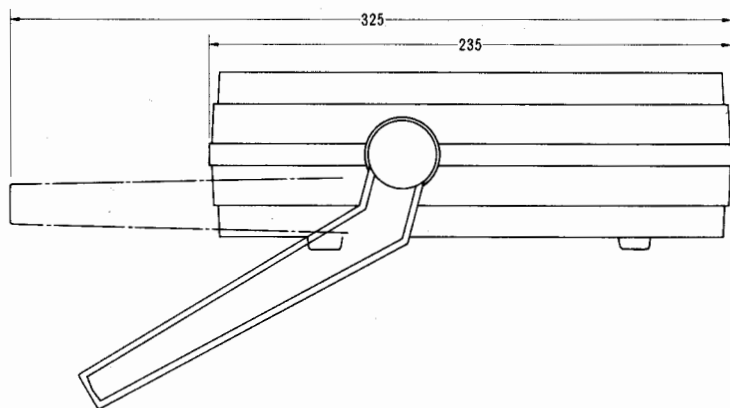
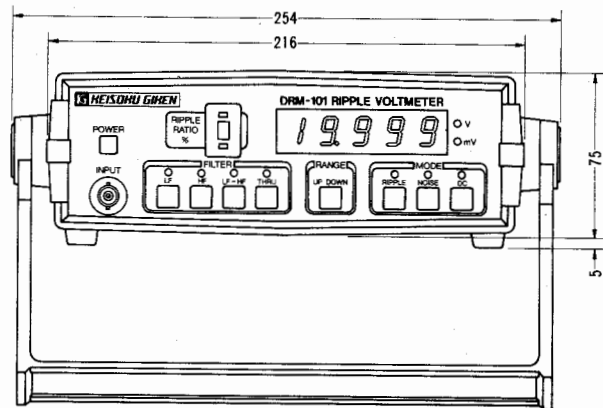
V. 性能

直流電圧測定	レンジ 分解能 精度(※1) 最大印加電圧 測定時間	±19.999V / 199.99V 1mV / 10mV ±0.025% of rdg. ±0.025% of f.s. ±200V 約330mS
リップル・ノイズ測定	レンジ 分解能 リップル測定精度(※1.2) ノイズ測定精度(※1.2) 公称帯域幅 L.F 帯域幅 H.F 帯域幅 THRU 帯域幅 リップルノイズ分離比 測定時間	199.9mV / 1999mV 0.1mV / 1mV ±2% of rdg. ±1% of f.s. ±2% of rdg. ±1% of f.s. 100MHz (±3dB) 50Hz ~ 3KHz 1KHz ~ 100MHz 50Hz ~ 100MHz 1% ~ 15% 約200~700mS (標準)
入力条件	インピーダンス 信号ケーブル	直流にて 1MΩ 1MHz 以上にて 50Ω 50Ω 同軸ケーブル 1.5m
一般	電源 寸法 重量	85~132V 0.2A 50/60Hz 6図による 約2kg

※1. 周囲温度23±5℃、湿度70%以下において6ヶ月間保障します。

※2. 50Hz ~ 10MHz の周波数範囲の場合です。

第6図 寸法図



VI. 取扱説明

(1) パネルの説明

POWER : 電源スイッチです。

INPUT : 被測定信号の入力コネクタです。附属の50Ω同軸ケーブルを使用して下さい。

RIPPLE RATIO % : リップル分離比設定用のデジタルスイッチです。ダイヤルは16進表示のため10~15%は、A~Fとなります。設定値の選び方はP.3を御参照下さい。

FILTER : リップルやノイズの周波数成分に応じて、以下の通りに選択します。

LF : 周波数帯域 3 KHz (−3 dB) の低域フィルタにて、高周波成分を除去した後のリップル測定に用います。
スイッチング周波数成分を除去し、50~60 Hz の電源周波数とその高調波成分(AC リップル電圧)を測定します。

HF : 周波数帯域 1 KHz (−3 dB) の高域フィルタにて、低周波成分を除去した後のリップル又はノイズ測定に用います。
電源周波数成分を除去し、10 KHz 以上のスイッチング周波数成分(スイッチングリップル又はノイズ電圧)を測定します。

LF + HF : 上記 LF における測定と、HF における測定を行ない、その加算値を表示します。
AC 成分とスイッチング成分の両方が含まれて

いる供試電源に対しては、この測定が適しています。

しかし、2度の測定を行なう為に計測時間が2倍かかります。

THRU : 前記 LF 及び HF を通さず、入力信号波形をそのまま通過させて、リップル又は、ノイズを測定します。

しかし、パルス幅デューティ比によるリップルノイズの分離方式のために、AC 成分と、スイッチング成分の両方を含む場合には、測定値が、多少低目となります。

P.4を御参照下さい。

RANGE : 電圧レンジ切換用スイッチです。リップル、ノイズ、直流の各測定ごとに、独立に指定でき、一度押す毎に UP / DOWN を繰り返します。

MODE : リップル、ノイズ、直流の各測定を選択するスイッチです。

RIPPLE : リップル電圧測定モード選択スイッチです。

NOISE : ノイズ電圧測定モード選択スイッチです。

DC : 直流電圧測定モード選択スイッチです。

数字表示器 : 測定結果表示用 LED です。

単位表示器 : リップル及びノイズ測定モードでは mV が又、直流測定モードでは V の単位表示器が点灯しますが、測定値が更新される毎に、点滅します。

FUSE 1A : 電源ヒューズです。タイムラグ型 1A ヒューズを使用します。

LINE INPUT: AC コンセントです。電源ケーブルを差し込み85~132Vの電圧を供給して下さい。

(2) 測定方法

電源の投入: 電源を供給し、電源スイッチを入れます。

入力信号の接続: 付属の1.5m同軸ケーブルにて、供試電源の直流出力端子に接続します。ノイズ測定の誤差を減少させるため、信号ケーブル先端の単線部は、極力短かくし、2線間のループ面積が最小となる様により合わせて下さい。

この影響についてはP.9を御参照下さい。

測定モードの選択: MODE スイッチにて、リップル、ノイズ直流のうちから測定したいモードを選択します。

リップル電圧の測定: リップル分離比をP.3の方法により決定します。周波数成分に応じて、P.2 波形の定義及びP.7 FILTERの説明に従って目的とするリップル電圧を測定します。

測定が完了する毎に、mV 単位表示のLED が点滅します。

ノイズ電圧の測定: 周波数成分に応じてP.2 波形の定義及びP.7 FILTERの説明に従って、目的の電圧を測定します。

スパイクノイズのパルス幅や、繰返し頻度など供試波形により、入力信号を与えてから、測定結果が得られる迄の時間が変化します。単位表示器が1回以上点滅した事を確認してから読み

取して下さい。

直流電圧の測定 MODE スイッチにてDC を選ぶだけで直流電圧を測定できます。

VII. リップル・ノイズ測定と誤差の要因について

(1) スイッチング電源特有のノイズ発生メカニズムについて

一般的なスイッチング電源は、交流又は直流の一次入力を一且高周波数にてパワースwitchングを行なった後、目的の直流電圧に変換する方式であり、原理的に、ノイズ源となりやすい性質を持っています。

内部回路では、直流出力よりも大きい電力を持ったパルス波形が、トランジスタやパワートランスにより駆動されており、ノイズを発生させない事は不可能な事であって、発生したものをいかに出力させないかを対策しています。

電源内部のパワースwitchング波形は、次の様な経路でノイズとして外部に発散されます。

- (イ) 直流出力端子
- (ロ) 交流(直流)入力端子
- (ハ) 磁界
- (ニ) 電界
- (ホ) 電磁輻射

スイッチング電源が製品に組込まれた状態においては、前記の様々な経路のノイズが複合的に作用して、製品内部に悪影響を与えたり、周囲の他の機器に影響を及ぼす事があるので、ノイズ発生を極力低減させる様に対策をしている訳です。

DRM-101 リップル・ノイズメータはこれらのノイズ源のうち

直流出力端子成分について、波形の peak to peak 値を測定することを目的としています。

これはスイッチング電源単体を評価する方法として最も一般に行なわれている方法で、オシロスコープによる直流出力端子電圧を観測する方法と同じ目的であります。

(2) ノイズ発生源のモデル

スイッチング電源の概略構成は、第7図のように表わす事が出来ます。この中で、パワースwitchingが行なわれているのは、直流変換部であり、通常100~200Vの高電力パルス波が使用されています。このノイズ発生源を、出力させないために、入・出力側に、ノイズフィルタを設け、出力端子間ノイズ(e_o)を10~100 mV のオーダーに抑えます。

しかし、他の端子間には、同程度かそれ以上のノイズ電圧(e_i , e_o)が存在したり、様々な浮遊容量を通して、大電力パルスによる高周波ノイズ電流が各部に流出します。

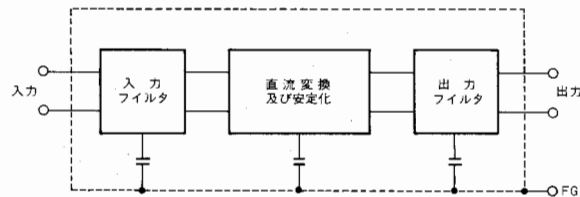
数種類のサンプルによる実測例を下記に表わします。

- e_o : 出力端子ノイズ電圧 5~50 mVpp
- z_o : 出力端子インピーダンス 0.1~2 Ω (100KHz~10MHz)
- e_i : 入力端子ノイズ電圧 1~15 Vpp
- z_i : 入力端子インピーダンス 100~2 k Ω
- e_g : FG 端子ノイズ電圧 50~500 mVpp
- z_g : FG 端子インピーダンス 10~200 Ω

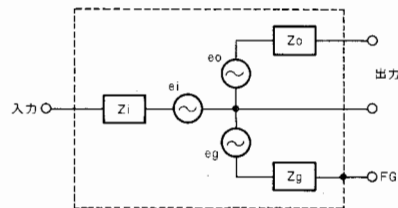
このように、測定しようとする出力端子間の電圧に対し他の端子間電圧が無視できず、測定系にこれらによる廻り込み電流が発生して後述のコモンモードノイズとなって測定値に大きな

誤差を与える事が多く見られます。

単一の電圧源の電圧を測定するのとくらべ、上記の理由で、スイッチング電源ノイズの正確な測定を困難にしている一因があります。



第7図 スイッチング電源の構成



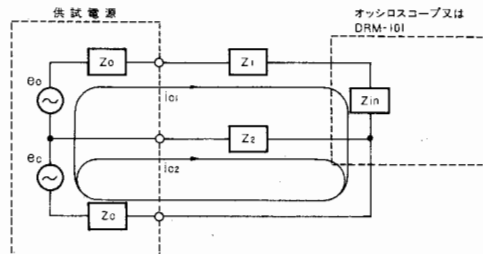
第8図 電源端子から見たノイズ発生源のモデル

(3) コモンモード電流による影響

リップル・ノイズ測定時の廻り込みノイズに対する等価回路を第9図に示します。

- e_o : 出力端子ノイズ電圧
- e_c : コモンモード電圧
- z_o : 出力端子インピーダンス

- Z_c : コモンモードインピーダンス
 Z_1 : プローブケーブルの芯線インピーダンス
 Z_2 : プローブケーブル先端グラウンド線インピーダンス
 Z_{in} : 測定器の入力インピーダンス



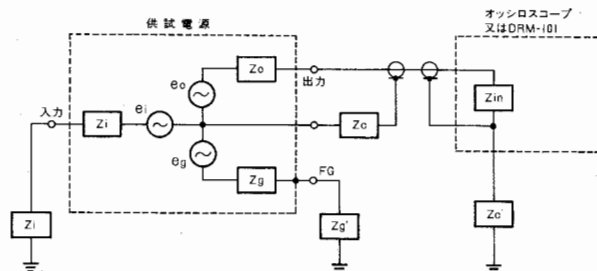
第9図 コモンモードノイズに対する等価回路

入力端子及びFG端子に存在するノイズ電圧を代表して、コモンモード電圧 e_c とすると、これによる電流ループ i_{c1} 、 i_{c2} が発生します。測定器の入力インピーダンス Z_{in} は、一般に高い値であり、 i_{c1} は i_{c2} よりも十分小さな値となります。従って、測定器にて観測される電圧はおおよそ、 $e_c + i_{c2} \cdot Z_2$ となり、 i_{c2} 及び Z_2 を十分考慮しなければなりません。

(4) コモンモード電流を減らす方法

供試電源の各端子から見たノイズ発生源及び測定系を含む等価回路を第10図に示します。

- Z_i' : 供試電源入力端子の対地インピーダンス(電源ケーブルを含む)
 Z_g' : 供試電源筐体の対地インピーダンス
 Z_c' : 測定器入力端子の対地インピーダンス(電源ケーブルを含む)
 Z_c : プローブケーブル先端グラウンド線インピーダンス

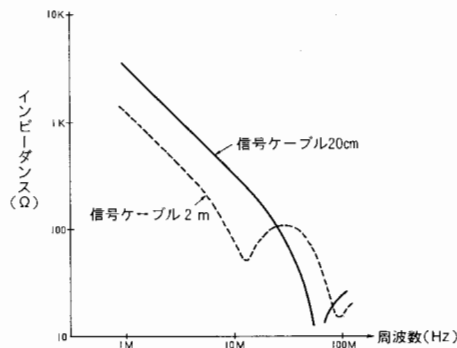


第10図 各端子のノイズ発生源と測定系の等価回路

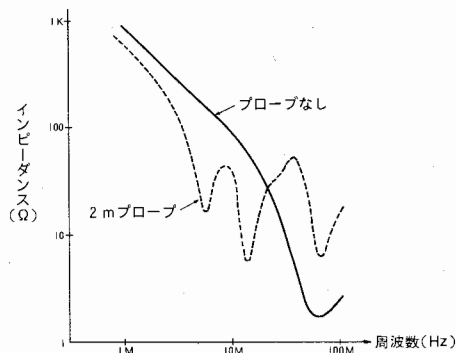
(a) 測定器入力端子の対地インピーダンスを高くする方法

理論上では Z_c' を充分高くすることによりコモンモード電流を減らせる訳ですが、測定器の電源ケーブルや筐体及び信号ケーブルの対地インピーダンスにより、高周波まで高い値を得る事はできません。本器及び、オシロスコープの一例を下記に示します。

第11図 DRM-101 対地インピーダンスの例



第12図 100MHz オシロスコープの対地インピーダンスの例



これらからわかる様に、測定器本体のみの対地容量が50～200 pF あるほか、信号ケーブル又はプローブを接続すると対地容量は、ケーブルの空間位置によって変動する上、ケーブルの長さ、これら対地容量により、複雑な共振現象を示し、周波数によっては数Ω～数10Ωまで低下します。この事は交流電源ケーブルを通してのコモンモード電流ではない事を物語っており、仮にバッテリー駆動の測定器でも、同様の影響が考えられます。

(b) 供試電源のフレームグラウンド (FG) を接地する方法

第10図の等価回路において FG 端子のノイズ電圧源 e_g が十分小さく且つそのインピーダンス z_g が小さいときには FG 端子を接地する事により、 e_g によるコモンモード電流を減少させられます。しかし e_g が大きい場合には、これによるループ電流が増大し、かえって悪影響を及ぼすことになります。

(c) 供試電源入力端子に、コモンモードのチョークコイルを挿入する方法

第10図において、入力端子のノイズ電圧源 e_s による電流を減らす為にコモンモードチョークにより入力端子のインピーダンス z_i を上げる方法です。このとき、チョークコイルは、端子に最短距離で接続する必要があります。

(d) 供試電源出力コモン端子と、測定器のコモン側を接続する方法

第10図の等価回路上で、容易に理解できることは、プローブケーブル先端のグラウンド線インピーダンス z_c に、コモンモード電流が通過する事により誤差を発生する訳ですから、電源コモン端子と測定器のコモン端子を短絡して z_c に流れない様にする事が考えられます。

しかし、現実には z_c は数 cm の電線という低いインピーダンスであり、これをバイパスさせる為のさらに十分低い短絡線を得る事は困難であり、あまり効果的な方法ではありません。

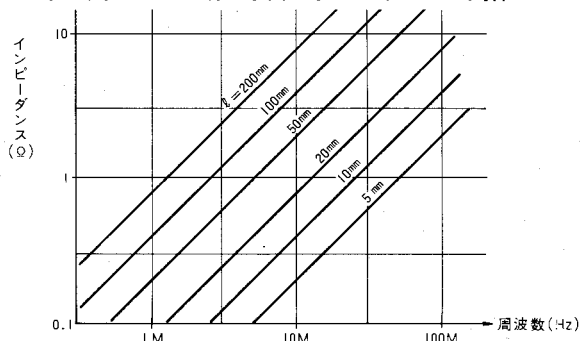
(5) コモンモードインピーダンスについて

前項に述べたコモンモード電流によって生じる誤差電圧のうち、一番大きな要素として、プローブケーブル先端部のグラウンド線インピーダンスが挙げられます。又、プローブケーブル自身のシースインピーダンスも考えられますが、同軸構造のケーブルである限り、クロストークはほとんど無視できます。

従って、前述のグラウンド線インピーダンスについて着目し、可能な限り低い値に保つ事が大切です。

一般的に数cm～10数cmのグラウンド線が使われ、このインピーダンスのほとんどがインダクタンスと考えても良く、高周波数ほどインピーダンスが上ります。

第13図 グラウンド線の長さでインピーダンスの関係



(6) コモンモード誤差の早見表

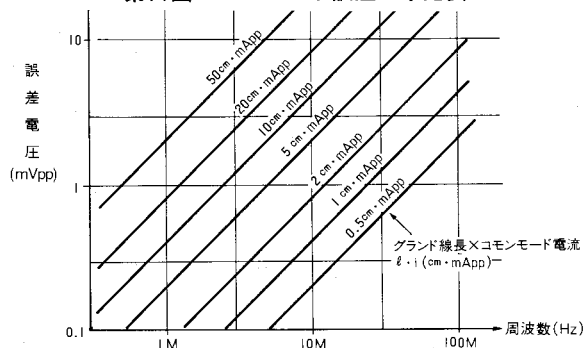
グラウンド線の長さ、コモンモード電流による誤差電圧の関係を図式化すると、第14図のようになります。

図表の読み方には2通りの方法があります。

(a) 周波数成分 f (例 10 MHz) のコモンモード電流 i (1 mApp) がグラウンド線長 l (例 5 cm) によって発生する誤差電圧 e (例 2 mVpp) を求められます。

(b) 周波数帯域 f (例 100 MHz) の成分まで、コモンモード誤差 e (例 2 mVpp) 以内で測定する為のグラウンド線長 l 及びコモンモード電流 i の積の値 (例 $0.5 \text{ cm} \cdot \text{mApp}$) が求められます。この積の値以下になる様に測定系のグラウンド線長を短くするか又は、コモンモード電流を小さくするにします。

第14図 コモンモード誤差の早見表



(7) 差動プローブ、差動アンプによる検出方法

コモンモードノイズの影響を積極的に防止する方法に、差動プローブ又は差動アンプを使う方法があります。

供試電源の評価試験など、正確さを期す場合には、この方法が理想的と言われています。

高周波帯域まで十分な同相電圧除去比 (CMRR) をもったものを使う必要があります。(100 MHz 帯域等) また、これらを使用した測定法でも、2入力端子への信号線の接続方法やグラウンド線の処理が不適当であれば、良い結果が得られません。

入力信号線はシールド線又は同軸線にて出来るだけ短く、そして2本を等しい長さに保ち、被測定端子側のシールドシース同志を接続します。

又、入力信号ケーブルが、20cm以上になる時には、ケーブルが分布定数共振器とならないように、特性インピーダンスにて終端しなければなりません。(後項「プローブケーブルについて」を御参照下さい。

これらの方法は、高価になるため本器では採用していません。

(8) コモンモードノイズの影響を調べる簡単な方法

今迄述べて来たように、いづれの測定器を使う場合もコモンモードノイズの影響を常に考慮しておかなければなりません。

では、その測定系にてどの程度のコモンモードノイズを拾っているかを調べるには、プローブ先端の信号線とグラウンド線を実際の長さのままで短絡し、供試電源出力の片線にのみ接続してみることです。このとき観測される電圧は、無入力信号における値であり、コモンモードノイズ等による誤差電圧であります。

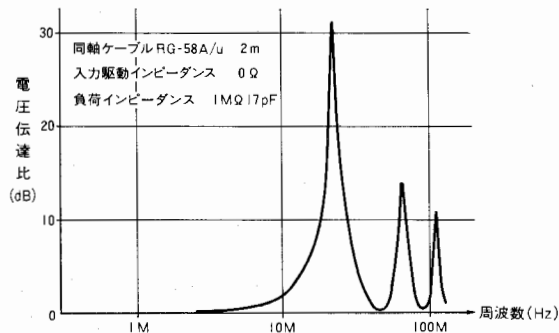
供試電源出力の2端子間に接続して、リップル・ノイズ電圧を測定したときにくらべ、コモンモードノイズによる誤差電圧は、十分小さくなければ正確な測定とは言えません。この2者の比 (S/N) 以上の測定精度は、期待出来ません。(例えば、 $S=20\text{mV}$ $N=2\text{mV}$ のときおよそ10%以上の精度は期待できません。)

(9) プローブケーブルについて

(a) 同軸ケーブルの特性

オシロスコープなどのような高インピーダンス入力($1\text{M}\Omega$ 20pF など)に専用プローブを使わず、同軸ケーブルを使用する事があります。この場合、受端にてインピーダンス不整合のため反射を起こし、ケーブル長さを $\lambda/4$ 波長とする特定周波数及びその高次波にて、完全な共振現象を起こします。その一例の電圧伝達特性を第15図に示します。

第15図 負荷開放時の同軸ケーブル電圧伝達比

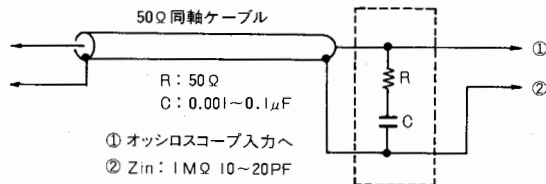


電源出力のように非常に低いインピーダンスの信号源に、負荷開放端の同軸ケーブルを接続したときには、第15図の入力駆動インピーダンス(0Ω)に近い状況になり、共振周波数では、数倍～数10倍の電圧を発生することになります。

不整合をなくすには、ケーブル特性インピーダンスにて負荷端を終端するのが一般的であります。不整合による共振周波数は、ケーブルの長さによって変わり、短いケーブルの時には、高い周波数で共振します。

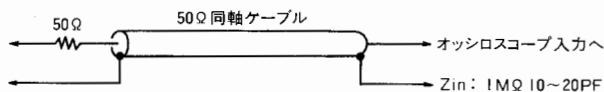
DRM-101 においては、2mケーブルの共振周波数が22MHzであるのに対して、1MHzよりも高い周波数のみを50Ω終端しています。

オシロスコープに同軸ケーブルを使用する場合には、終端抵抗に直流カット及び高域終端用としてコンデンサを直列に入れた第16図のようなマッチングボックスを接続することをおすすめします。



第16図 マッチングボックス

また、電源出力端のインピーダンスが十分に低い事を利用して、ケーブルの入力端でのみ整合させる第17図の直列マッチング法もあります。



第17図 直列マッチング法

又、同軸ケーブルの大きな特徴の一つとして、ケーブルがいくら長くなっても入力から見たインピーダンスは、ほぼ純抵抗で一定 (50Ω) である事が挙げられ、もう一つの特徴はオシロスコープ用ケーブルにくらべ、非常に低損失であることです。

特性の一例を第1表に示します。

周波数 (MHz)	1	10	30	100
減衰量 (dB/m)	0.014	0.048	0.081	0.16
静電容量 (pF/m)	94			
特性インピーダンス	50Ω			

第1表 RG-58 A/U 同軸ケーブルの特性の例

(b) オシロスコープに使用されている1/10ケーブルは、同軸ケーブルに比べ、極細の抵抗線を芯線として、共振現象に損失を与え、負荷開放状態においても、共振をしない様に工夫されています。しかしケーブル単体では、同軸ケーブルにくらべ高域にて非常に大きな損失があり、1/10プローブの状態において周波数補償を行なっています。減衰比を1/1、1/10に切換てできるプローブの場合、1/1の状態での周波数特性はケーブルの損失を補うことが不可能であるため、非常に帯域幅が狭くなるのが普通です。2mケーブルの一例をあげると、100MHz用1/10プローブの場合、1/1の状態では6.7MHz、入力容量105pFです。

このように、低いレベルのリプルやノイズを測定する場合、オシロスコープ本体の感度がたりないからと言って、1/1プローブを使用すると、周波数帯域が極端に低下し、さらに、高域での入力インピーダンスも極端に低くなって(100MHzにて15Ωなど) 好ましくありません。

(10) 入力インピーダンスについて

測定器の入力インピーダンスは、被測定端子よりも十分高く、接続した事によって被測定物の条件を乱さない事が必要です。オシロスコープのように、電子回路の様々な測定点を観測するには、十分に高い入力インピーダンスが要求され、10MΩ、10~20pFの1/10プローブを使用するのが一般的です。しかしこれでも、10MΩのインピーダンスはDC~1kHz程度までであり、100MHzにおいては、80~160Ωにまで低下します。

ここで、直流電源出力を対象とした専用測定器に限定すると被測定端子内には、必ず高周波リプルやノイズを除去する為

のバイパスコンデンサが接続されており、きわめて低いインピーダンスであるのが一般的です。このバイパスコンデンサには高周波特性の良い電解コンデンサや、小容量の高域用コンデンサの並用が行なわれ、DC～30 MHz では、 2Ω 以下のものが多いようです。(電源出力リード線を使用しているものは別として)

100 MHz になると、10 mm のリード線のみで 3Ω 程度になりバイパスコンデンサから出力端子までの距離により出力インピーダンスが上がる場合があります。

このように低いインピーダンスを持つ供試電源に対し、50 Ω の入力インピーダンスにて測定しても、それほど大きな誤差とはなりません。

電源内部のバイパスコンデンサから、出力端子あるいは出力リード線が長くなっている場合、リード線インダクタンスによって、高域ほどインピーダンスが上がります。このとき、測定器の入力インピーダンスによる負荷効果にて、観測される電圧は低下するはずですが、しかし、実際の供試電源においては、前記「コモンモード電流による影響」が大きく働いて、逆にノイズ電圧が大きく観測されるのが普通です。従って、正確さを期すには、このコモンモードノイズを減少させる為に、最短距離でプロービングするか、又は、出力リード線の先端に別にバイパスコンデンサを付けた状態（電源の実装状態に近い条件）で測定するのが最良の方法です。

Ⅷ. 校 正

(1) 校正の時期

本器の仕様精度を保つには、6 ヶ月に1度の校正が必要です。

(2) 校正に必要な機器

- | | |
|--------------|---|
| a 直流電圧発生器 | 0～20V 及び 0～200V |
| b 交流発振器 | 周波数 1 KHz
波 形 正弦波 歪率 0.1%以下
電 圧 0～100mV、
0～1 V |
| c. デジタル直流電圧計 | 0～20V 及び 0～200V
精 度 $\pm 0.01\%$ 以内 |
| d. デジタル交流電圧計 | 0～100 mV 及び 0～1 V
精 度 $\pm 0.1\%$ 以内 |

(3) 校 正

30分以上のウォーミングアップをした後、下記の順番に従って調整して下さい。

a. 直流200Vレンジ調整

直流150Vを入力し、外部基準電圧計と同じ表示となる様、RV 2 [200V]を回します。

b. 直流20Vレンジ調整

直流15Vを入力し、外部基準電圧計と同じ表示となる様 RV 1 [20V]を回します。

c. リップル2Vレンジ調整

第18図のように接続し、外来ノイズや、交流電圧計からの高周波ノイズを除去するために、本器の入力端子に0.01

μ F セラミックコンデンサを並列接続します。交流発振器の周波数を約 1 KHz に、出力電圧を 671.8 mV になる様、デジタル交流電圧計で確認しながら合わせます。

本器を FILTER「THRU」、MODE「RIPPLE」、RIPPLE RATIO「1 %」とし、RANGE を 2 V レンジ(小数点の消える状態)にしたとき、1900 mV $\pm$ 5 mV になる様 RC-01 モジュール RV7 を調整します。

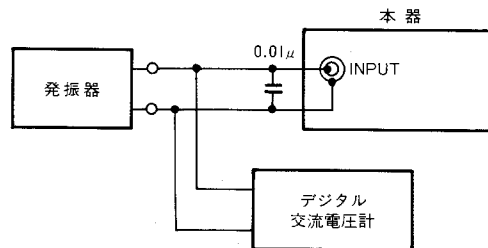
d. リップル 200 mV レンジ調整

前項にて RANGE を 200 mV レンジ (小数点の点灯した状態) にし、発振器出力を 67.18 mV にしたとき、表示値が 190.0 mV $\pm$ 0.5 mV になる様に、AF-01 モジュール RV3 を調整します。

e. その他

前記各調整以外に、カタログ仕様をはずれる項目がある場合には、弊社にて引取り修理をさせていただきます。

第18図 リップル電圧校正回路



上面(カバーをはずす)の半固定調整器

RV2 [200V]

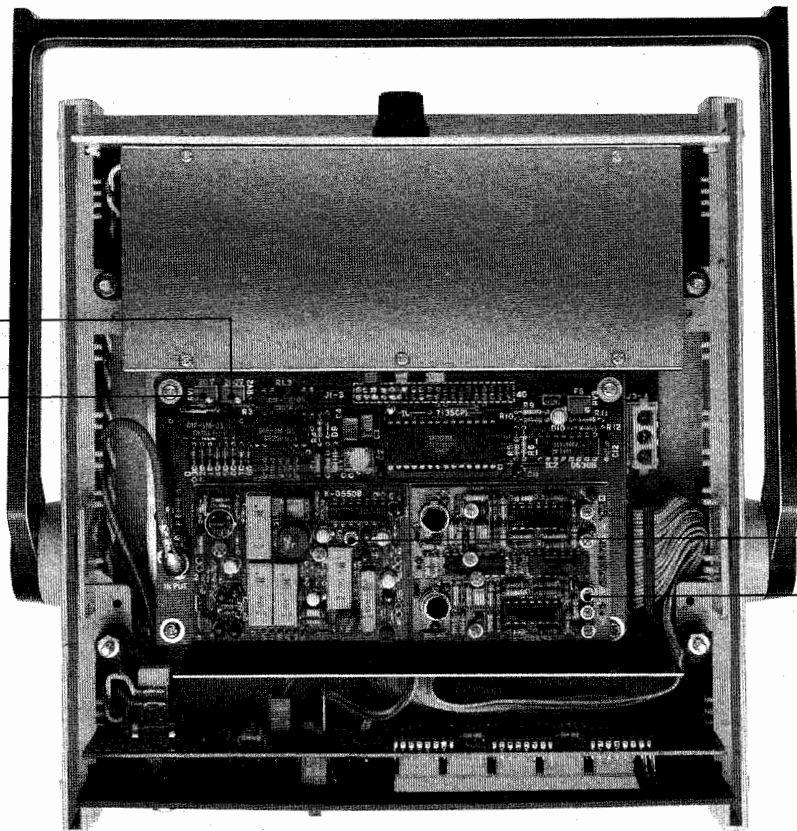
RV1 [20V]

AF-01 モジュール

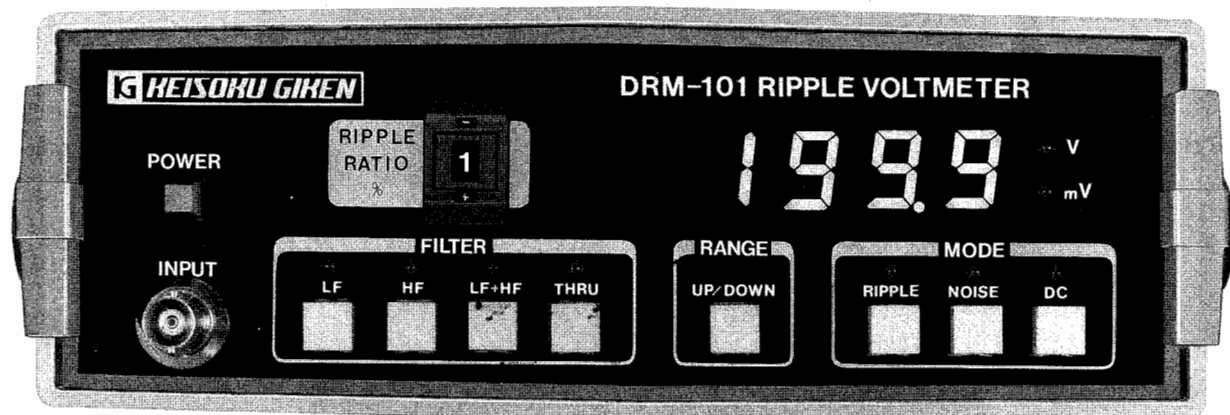
RV3

RC-01 モジュール

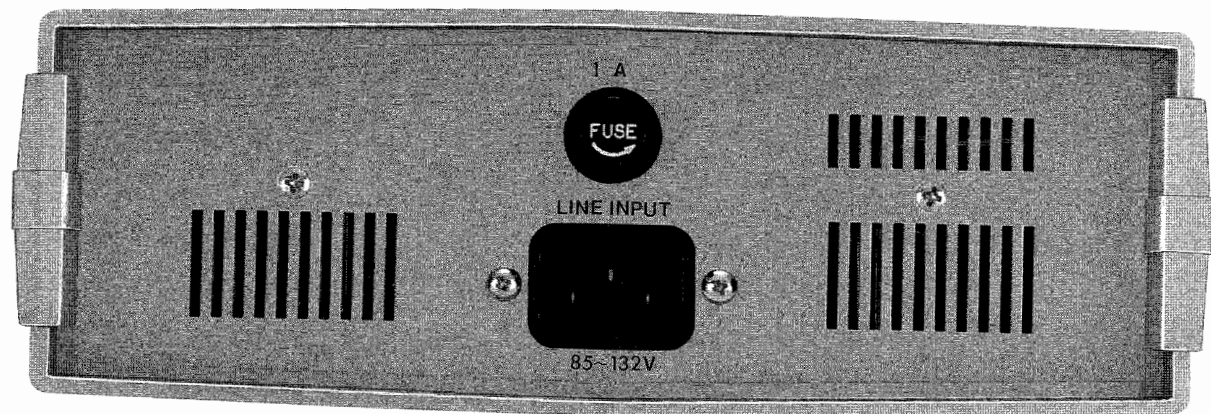
RV7



正面パネル



背面パネル



株式会社 計測技術研究所